



<p>(51) 国際特許分類6 H04B 7/08, 7/26, 1/707, H04J 13/04</p>	<p>A1</p>	<p>(11) 国際公開番号 WO97/20400</p> <p>(43) 国際公開日 1997年6月5日(05.06.97)</p>
<p>(21) 国際出願番号 PCT/JP96/03485</p> <p>(22) 国際出願日 1996年11月28日(28.11.96)</p> <p>(30) 優先権データ 特願平7/311102 1995年11月29日(29.11.95) JP</p> <p>(71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社 (NTT MOBILE COMMUNICATIONS NETWORK INC.)[JP/JP] 〒105 東京都港区虎ノ門二丁目10-1 Tokyo, (JP)</p> <p>(72) 発明者：および</p> <p>(75) 発明者／出願人 (米国についてのみ) 佐和橋衛(SAWAHASHI, Mamoru)[JP/JP] 〒236 神奈川県横浜市金沢区富岡西1-59-17 Kanagawa, (JP) 安藤英浩(ANDO, Hidehiro)[JP/JP] 〒232 神奈川県横浜市南区中里1-22-9-306 Kanagawa, (JP) 三木義則(MIKI, Yoshinori)[JP/JP] 〒238-03 神奈川県横浜須賀市林2-1-3-2-401 Kanagawa, (JP) 樋口健一(HIGUCHI, Kenichi)[JP/JP] 〒238-03 神奈川県横浜須賀市武3-11-11 Kanagawa, (JP)</p>		<p>田中晋也(TANAKA, Shinya)[JP/JP] 〒232 神奈川県横浜市南区中里1-22-9-202 Kanagawa, (JP)</p> <p>(74) 代理人 弁理士 谷 義一(TANI, Yoshikazu) 〒107 東京都港区赤坂5丁目1-31 第6セイコービル3階 Tokyo, (JP)</p> <p>(81) 指定国 CA, CN, JP, KR, US, 欧州特許 (DE, FR, GB, IT, SE).</p> <p>添付公開書類 国際調査報告書</p>
<p>(54)Title: DIVERSITY RECEIVER AND CONTROL METHOD THEREFOR</p> <p>(54)発明の名称 ダイバーシティ受信装置および制御方法</p> <p>202 .. radio part 203A, 203B, 203C ... matched filter 205 ... summing part 206 ... phase variation estimating part 207 ... phase variation compensating part 208 ... discriminating decision part 209 ... reproduced data output 210 ... error vector generating part 211 ... estimated phase variation multiplying part 212 ... weight coefficient control part ε ... estimated complex envelope vector 共 ... conjugate complex processing △ ... discriminating decision signal</p> <p>図1 実施例のブロック図 △: 異相検出信号</p> <p>(57) Abstract</p> <p>A weight coefficient is feedback-controlled so as to maximize the ratio of desired signal power to interference power (SIR), whereby it is possible to improve reception quality and to increase the number of subscribers per cell and it is also possible to increase the speed of establishment of diffused code synchronization and the speed of convergence of the weight coefficient. A coherence adaptive diversity arrangement to which absolute synchronization detection is applicable is adopted. The weight coefficient of each diversity branch is adaptively feedback-controlled, whereby it is possible to reduce the influence of interference power from other communicators, so that the number of subscribers per cell can be increased. Furthermore, a direction in which a highest reception SIR is obtainable is determined by rotating an antenna with directivity of predetermined angle being given to it. After that, by setting the initial value of the weight coefficient to the direction, the speed of convergence of the weight coefficient can be increased.</p>		

## (57) 要約

希望波信号電力対干渉電力比 (S I R) が最大になるように重み係数を帰還制御することにより、受信品質の向上およびセル内の加入者容量の増加を可能とし、拡散符号同期の確立および重み係数の収束を高速化する。絶対同期検波が適用可能なコヒーレント適応ダイバーシチ構成とする。各ダイバーシチブランチの重み係数を適応的に帰還制御することにより、他の通信者からの干渉電力の影響を低減でき、その結果として、セル内の加入者容量を増大させることができる。さらに、アンテナを所定角度の指向性を持たせた状態で回転させることにより、最も受信 S I R の高い方向を決める。その後、重み係数の初期値を該方向に設定することにより、重み係数の収束を高速化することができる。

## 情報としての用途のみ

P C T に基づいて公開される国際出願をパンフレット第一頁に P C T 加盟国を同定するために使用されるコード

AL	アルバニア	EE	エストニア	LR	リベリア	RU	ロシア連邦
AM	アルメニア	ES	スペイン	LT	リトアニア	RS	セルビア共和国
AT	オーストリア	FI	フィンランド	LU	ルクセンブルグ	SE	スウェーデン
AZ	アゼルバイジャン	FR	フランス	LV	ラトヴィア	SG	シンガポール
BA	バスク	GB	イギリス	MC	モナコ	SK	スロバキア共和国
BB	バルバドス	GE	グルジア	MD	モルドバ	SN	セネガル
BE	ベルギー	GR	ギリシャ	MG	マダガスカル	ST	セント・ヘレナ
BG	ブルガリア	HN	ホンジュラス	MK	マケドニア	TD	チャド
BJ	ベナン	IE	アイルランド	UA	ウクライナ	TG	トーゴ
BY	ベラルーシ	HU	ハンガリー	ML	マリ	TM	トルクメニスタン
CA	カナダ	IS	アイスランド	MN	モンゴル	TT	トリニダード・トバゴ
CC	中央アフリカ共和国	IT	イタリア	MR	モロッコ	TR	トルコ
CG	コンゴ	JP	日本	MW	マラウイ	UG	ウガンダ
CH	スイス	KE	ケニア	MX	メキシコ	US	アメリカ合衆国
CI	コート・ジボワール	KR	韓国	NL	オランダ	UZ	ウズベキスタン共和国
CN	中国	PR	朝鮮民主主義人民共和国	NO	ノルウェー	VN	ベトナム
CZ	チェコ共和国	RU	ロシア連邦	NZ	ニュージーランド	YU	ユーゴスラビア
DE	ドイツ	SK	スロバキア共和国	PT	ポルトガル		
DK	デンマーク	LI	スイス	RO	ルーマニア		

## 明細書

## 発明の名称

ダイバーシチ受信装置および制御方法

## 技術分野

本発明は、直接拡散C D M A (Direct Sequence Code Division Multiple Access : D S - C D M A)方式に従って送信されたデータ信号をダイバーシチ受信するためのダイバーシチ受信装置および制御方法に関する。

詳述すると、本発明は、スペクトル拡散技術を用いた符号分割多元接続 (Code Division Multiple Access : C D M A) 方式の受信に適用される。とりわけ、セルラ構成を用いた移動通信分野に適用される。

さらに詳述すると、本発明は、無線基地局装置側にあるダイバーシチ受信装置の複数のアンテナの各々に入力される各受信信号を逆拡散し、その結果の各々の信号に対して適当な重み係数を乗じて、それらを合成するダイバーシチ受信技術の分野に適用される。特に、無線基地局装置側にあるダイバーシチ受信装置とその無線基地局装置エリア内にある無線移動局装置との間の同期確立、および重み係数の初期値設定の手順に関する。

## 背景技術

D S - C D M A 方式は、複数の通信者が同一の周波数帯を用いて通信

を行う方式であり、各通信者の識別は拡散符号で行っている。ここで、各通信者の拡散符号としては、ゴールド(Gold)符号のような直交符号が用いられる。

受信機の逆拡散の過程において、他通信者の干渉信号電力は、平均拡散率 ( $P_G$ ) 分の 1 になる。移動通信 (特に、上り非同期環境下) では、各通信者の受信波は、独立したフェージングによる瞬時変動、短区間変動、距離変動を受ける。従って、各通信者が所要の受信品質を満足させるためには、基地局の受信機入力において  $SIR$ 、すなわち各通信者の受信信号電力に対する他通信者からの干渉信号電力の比を一定にする送信電力制御を行い、もって基地局の受信機入力における  $SIR$  を一定にする必要がある。

しかし、この送信電力制御が完全に行われ、これにより受信機入力における  $SIR$  が一定になることが保証されたとしても、移動通信のマルチパス環境下においては、拡散符号が完全に直交することはなく、1 通信者あたり、平均で拡散率分の 1 の電力の相互相関に起因する干渉を受ける。

従って、同一の周波数帯で通信する通信者数が増加するに従って干渉信号電力量が増加する。その結果として、システムの所要品質で決まる受信特性により、1 セル当たりの加入者容量が決定される。この 1 セルあたりの加入者容量を増加させるためには、他通信者からの相互相関を低減する必要がある。

他通信者からの相互相関を低減する方法として、干渉キャンセル技術がある。この干渉キャンセル技術として、1. 他通信者の拡散符号情報をも用いて自チャネルの希望波信号だけでなく、受信機入力の他通信者の信号も同時に復調するマルチユーザ検出器、2. 自チャネルのみの拡散符

号を用いて他通信者からの平均的な相互相関および雑音成分を最小にするシングルユーザ検出器、などを用いる手法が知られている。このうち2.のシングルユーザ検出器は、受信機の中の直交化フィルタにおいて、各ユーザの逆拡散の過程で生じる他通信者からの相互相関を低減するように拡散レプリカ符号を修正するものである。

また、他通信者からの相互相関を低減して加入者容量を増大させる技術として、図1に示すような適応ダイバーシチ技術の構成が知られている。図1において、101A～101Dはアンテナ、102A～102DはRF無線部、103A～103DはA/D変換部、104A～104Dは重み係数乗算部、105は加算部、106は復調回路、107は再生データ出力端子、108は重み係数制御部、110は基準信号である。

図1に示した従来例は、複数のアンテナ101A～101Dを用いて各アンテナの入力信号を適当な重み( $W_A \sim W_D$ )で合成することにより、他通信者からの干渉電力を低減するものである。

DS-SS方式における適応ダイバーシチ技術として、拡散処理利得を利用するために、各アンテナに入力される受信信号を逆拡散した後の信号に対して適当な重み係数を乗じてそれらを合成する方法がある。

この場合に乗じる重み係数は、受信SIRが最大となるように逐次更新される。この更新により、重み係数は最終的に無線移動局装置からの到来波方向の利得を上げ、干渉波の到来する方向の利得を抑えるような値に収束していく。

つまり、重み係数の値によってアンテナに適応的な指向性を持たせているのと同等になる。

しかし、この適応制御は、逆拡散した信号に対して行う制御である。したがって、適応制御を開始する前に無線基地局装置で拡散符号同期を確立する必要がある。

また、逆拡散後の信号に対して乗じる重み係数の初期値に設定する値によって、受信 S I R が最大となる重み係数へ収束するまでに要する時間が変わってくる。

従来技術においては、逆拡散後の信号に対して適応ダイバーシチ受信を行う無線基地局装置が、無線移動局装置からの信号に対して拡散符号同期を確立し、重み係数の初期値の設定を行うまでの手順が明確に示されていない。

#### 発明の開示

図 1 に示した従来の適応ダイバーシチ技術では、各ブランチの信号に重み係数をかけて合成するために、乗算器 104A ~ 104D および加算部 105 を備えている。そして、復調回路 106 により、合成後の信号を復調する。

この重み係数  $W_A \sim W_D$  は、加算部 105 での合成後の信号の S I R が最大になるように制御される。しかし、現在に至るまでの研究報告等では、この重み係数制御のための基準信号の生成、ないし、その実現方法について、明確にされていない。

よって本発明の第 1 の目的は、上述の点に鑑み、希望波信号電力対干渉電力比 (S I R) が最大になるように各ブランチ毎の重み係数を帰還制御することにより受信品質を向上させ、かつ、セル内の加入者容量の増加を可能としたダイバーシチ受信装置を提供することにある。

本発明の第2の目的は、逆拡散後の信号に対して重み係数を乗じて、その後の各々の信号を合成する適応ダイバーシチ受信装置の制御方法を提供することにある。とりわけ、拡散符号同期および重み係数制御の際の初期値設定動作を提供することにある。

請求項1記載の本発明の第1例は、直接拡散CDMA方式に従って送信されたデータ信号を受信するに際して、複数のフェージング受信波を各ブランチ毎に逆拡散する相関器と、該相関器からそれぞれ出力される逆拡散信号に重み係数を乗ずる複数の乗算器とを用いるダイバーシチ受信装置において、前記データ信号を再生するための識別手段と、前記識別手段の入力信号および出力信号に基づいて得られる識別誤差情報を、前記重み係数を制御するための帰還情報として用いる重み係数演算手段とを備えたことを特徴とする。

請求項2記載の本発明の第2の形態は、直接拡散CDMA方式に従って送信されたデータ信号をダイバーシチ受信するためのダイバーシチ受信装置において、複数のフェージング受信波を各ブランチ毎に逆拡散する相関器と、前記相関器からそれぞれ出力される逆拡散信号に重み係数を乗ずる複数の乗算器と、前記複数の乗算器から出力される重み付け済み信号を加算する加算器と、前記加算器から出力される信号に対して、フェージング受信波の位相変動分を補償する位相補償手段と、前記位相補償手段から出力された位相補償済み信号に基づいて、伝送されて来た前記データ信号を再生する識別判定手段と、再生された前記データ信号と前記位相補償済み信号との差に対応した誤差ベクトル成分を算出する減算手段と、前記フェージング受信波の位相変動分と前記誤差ベクトル成分とにตอบสนองして、前記重み係数を生成する重み係数生成手段とを備えたことを特徴とする。

ここで、請求項 1 または 2 いずれかにおいて、前記相関器は各ブランチ毎に設けられている R F 信号処理部の後段に配置されており、シンボル情報レートにて拡散信号系列レプリカによる相関検出を行うこととすることができる。

請求項 4 記載の本発明の第 3 の形態は、L 個のマルチパスにそれぞれ対応して、請求項 2 に記載の前記相関器、前記乗算器、前記加算器、前記位相補償手段および前記重み係数生成手段を L 組分備え、さらに加えて、各パスに対応した前記位相補償手段からそれぞれ出力される位相補償済み信号を合成するレイク合成手段と、前記レイク合成手段の出力を識別判定して、伝送されて来たデータ信号を再生する識別手段と、前記識別手段の入力信号および出力信号に基づいて、あるいは、前記レイク合成手段における各パス毎の入力信号と前記識別手段の出力信号とに基づいて、誤差ベクトル成分を算出する誤差ベクトル演算手段と、前記誤差ベクトル成分と各パス毎の受信位相成分とに基づいて、前記重み係数を演算するための帰還判定情報を各パス毎の前記重み係数生成手段に供給する帰還信号演算手段とを備えたことを特徴とする。

ここで、請求項 4 において、前記ダイバーシチ受信装置を M 組のアンテナおよび各組の R F 回路部の後段に共通的に接続したとすることができる。

請求項 6 記載の本発明の第 4 の形態は、情報レートより高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に帯域を拡散して多元接続伝送を行う直接拡散 CDMA 方式を用いて、無線移動局装置と移動体通信を行うダイバーシチ受信装置において、前記無線移動局装置からの直接拡散された信号をアンテナ指向性を持たせた状態で受信する複数の受信アンテナと、前記複数の受信アンテナの各々のアンテナに対する入力信号の逆拡散である



拡散符号同期確立を行う拡散符号同期確立手段と、前記拡散符号同期確立手段による逆拡散後の各々の信号に対して各々重み係数を乗じる重み係数乗算手段と、前記重み係数乗算手段による乗算後の各々の信号を合成する信号合成手段と、受信 S I R が最大になる前記重み係数の値に前記重み係数を制御する適応ダイバーシチ受信制御手段とを備えたことを特徴とする。

ここで請求項 6 において、前記適応ダイバーシチ受信制御手段で得られた受信 S I R が最大になる前記重み係数の値を基に、前記ダイバーシチ受信装置から前記無線移動局装置への送信を行う際の下り送信重み係数を生成する手段と、前記無線移動局装置から前記ダイバーシチ受信装置に送信された上り制御信号を用いて該下り送信重み係数を補正する手段をさらに備えたこととすることができる。

請求項 8 記載の本発明の第 5 の形態は、情報レートより高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に帯域を拡散して多元接続伝送を行う直接拡散 C D M A 方式を用いて、無線移動局装置がダイバーシチ受信装置と移動体通信を行うダイバーシチ受信装置制御方法において、前記無線移動局装置からの直接拡散された信号をアンテナ指向性を持たせた状態で複数の受信アンテナにより受信するステップと、前記複数の受信アンテナの各々のアンテナに対する入力信号の逆拡散である拡散符号同期確立を行うステップと、前記拡散符号同期確立を行うステップによる逆拡散後の各々の信号に対して各々重み係数を乗じるステップと、前記重み係数を乗じるステップによる乗算後の各々の信号を合成するステップと、受信 S I R が最大になる前記重み係数の値に前記重み係数を制御して適応ダイバーシチ受信を制御するステップとを備えたことを特徴とする。

ここで、請求項 8 において、前記複数の受信アンテナにより受信する

ステップは、前記無線移動局装置からの直接拡散された信号をアンテナを無指向性にした状態で受信するステップを備え、前記適応ダイバーシチ受信を制御するステップは、前記重み係数の初期値を無指向の状態に設定するステップを備えたこととすることができる。

ここで、請求項 8 において、前記複数の受信アンテナにより受信するステップは、前記無線移動局装置からの直接拡散された信号をアンテナを無指向性にした状態で受信するステップを備え、前記適応ダイバーシチ受信を制御するステップは、前記重み係数の初期値を前記ダイバーシチ受信装置側から一方向に利得を向けた値に設定するステップを備えたこととすることができる。

ここで、請求項 8 において、前記複数の受信アンテナにより受信するステップは、前記無線移動局装置からの直接拡散された信号を、アンテナを前記ダイバーシチ受信装置側から一方向に所定角度の指向性を持たせた状態で受信し、前記拡散符号同期確立後に該アンテナの指向性を所定周期で回転させながら受信 S I R を 1 回以上測定して最も受信 S I R の高い最大受信 S I R 方向にアンテナ指向性を持たせるステップを備え、前記適応ダイバーシチ受信を制御するステップは、前記重み係数の初期値を前記最大受信 S I R 方向に利得を向けた値に設定するステップを備えたこととすることができる。

ここで、請求項 8 において、前記適応ダイバーシチ受信を制御するステップで得られた受信 S I R が最大になる前記重み係数の値を基に、前記ダイバーシチ受信装置から前記無線移動局装置への送信を行う際の下り送信重み係数を生成するステップと、前記無線移動局装置から前記ダイバーシチ受信装置に送信された上り制御信号を用いて該下り送信重み係数を補正するステップをさらに備えたこととすることができる。

## 図面の簡単な説明

図 1 は、従来から知られている適応ダイバーシチ技術の構成を示すブロック図である。

図 2 は、本発明の第 1 の実施の形態の適応ダイバーシチ構成を示すブロック図である。

図 3 は、本発明の適応ダイバーシチ構成に適用可能なフレーム構成図である。

図 4 は、本発明の各実施の形態における位相誤差補償の手法を示す説明図である。

図 5 は、本発明の第 2 の実施の形態を示すブロック図である。

図 6 は、本発明の第 3 の実施の形態を示すブロック図である。

図 7 は、本発明の第 4 の実施の形態の拡散符号同期確立および重み係数適応制御の手順を示す図である。

図 8 は、本発明の第 4 の実施の形態の拡散符号同期確立および重み係数適応制御の手順を示す図である。

図 9 は、本発明の第 5 の実施の形態の適応ダイバーシチ構成を示すブロック図である。

図 10 は、本発明の第 5 の実施の形態の拡散符号同期確立および重み係数適応制御の手順を示す図である。

## 発明を実施するための最良の形態

本発明を適用した実施の形態として、後に図面を参照して説明する一例では、絶対同期検波が適用可能なコヒーレント適応ダイバーシチ構成

とする。この構成においては、既知のパイロットシンボルを用いて位相変動推定を行い、フェージング位相変動補償を行う。そして、フェージング位相変動を補償した信号と、識別判定後の信号との差である誤差ベクトルを最小にすることにより（受信 S I R が最大になるように）、重み係数を制御する。

かくして、本発明によるダイバーシチ受信装置では、判定帰還による誤差ベクトルを最小にすることにより、各シンボル毎に S I R を最大にすることができる。すなわち、各ダイバーシチブランチの重み係数を適応的に帰還制御することにより、他の通信者からの干渉電力の影響を低減でき、その結果として、セル内の加入者容量を増大することができる。

より具体的に述べると、本発明の実施の形態では、情報レートより高速の拡散符号で広帯域の信号に拡散して多元接続伝送を行う C D M A (Code Division Multiple Access) 方式を用いる。送信側では、パターン既知のパイロット信号を情報データ信号の間に数シンボル毎に周期的に挿入するフレームを構成し、情報シンボル周期の拡散符号で帯域拡散を行う。

他方、N 波のマルチパス信号を受信する受信機側は、M (M : 2 以上の整数) 個のアンテナおよび R F 受信回路と、各アンテナの受信信号の希望波信号の拡散符号系列に同期した拡散符号系列レプリカにより相関検出を行う相関検出部と、前記各相関検出部出力と複素重み係数を乗算する M 個の重み係数乗算部と、前記各重み係数乗算部出力を加算する加算部と、前記加算部出力系列におけるフレーム内の既知パターンのパイロット信号の受信位相から各情報信号の受信位相誤差を例えば内挿補間により推定し、補償する位相誤差推定補償部と、前記位相誤差推定補償部で各シンボル毎に位相誤差補償した信号を識別判定する識別判定部と、

前記位相誤差補償後の受信信号ベクトルと識別判定後の信号ベクトルとの間の誤差ベクトルを生成する誤差ベクトル生成部と、前記誤差ベクトル生成部において生成された誤差ベクトルに前記位相誤差推定補償部において推定された位相変動推定値を乗算する位相変動推定乗算部と、前記乗算部の平均 2 乗誤差を最小にするように、前記各アンテナの複素重み係数を求める複素重み係数制御部とから構成される。

また、上述した受信側の適応ダイバーシチブロックは、レイク合成するマルチパス数  $L$  個分の相関検出部と重み係数乗算部と加算部と位相誤差推定補償部とから構成され、さらに前記  $L$  個の位相誤差推定補償部の出力信号について、それぞれの推定複素包絡線を重み係数として乗算した後に、加算するレイク合成部と、前記レイク合成部出力信号を識別判定する識別判定部と、前記位相誤差補償後の受信信号ベクトルと前記識別判定後の信号ベクトルとの差である誤差ベクトルを生成する誤差ベクトル生成部と、前記誤差ベクトル生成部において生成された誤差ベクトルに、前記位相誤差推定補償部において推定された位相変動推定値を乗算する位相変動推定値乗算部と、前記乗算部の平均 2 乗誤差を最小にするように、各ブランチの前記複素重み係数を求める複素重み係数制御部とを有する構成とする。

このように、本発明を適用した実施の形態では、1. 誤差ベクトルを最小にするための帰還制御により、各ブランチの重み係数を決定し、2. しかも、逆拡散した後のシンボル情報に対して重み付け処理を行っている、といういわばベースバンド処理を行っているので、逆拡散処理の前段階で重み付けを行う従来例がチップレートでの処理を必要とすることと比べて、ハードウェア構成が格段に簡略化される。

以下、図面を参照して、本発明の実施の形態を詳細に説明する。

## (実施の形態 1)

図 2 は、本発明を適用したダイバーシチ受信装置の一実施の形態を示す。図 2 において、201A～201C はアンテナ、202 は RF 無線部、203A～203C はマッチトフィルタ、204A～204C は重み係数乗算部、205 は加算部、206 は位相変動推定部、207 は位相変動補償部、208 は識別判定部、209 は再生データ出力端子、210 は誤差ベクトル生成部、 $e_k$  は誤差ベクトル、211 は推定位相変動乗算部、212 は重み係数制御部である。また、図中の \* 印は、共役複素処理を行うことを表している。なお、本明細書においては表記文字の関係上、ベクトル信号について一般的な「太字」表記とすることなく、通常の活字を用いるものとする。

図 2 に示したダイバーシチ受信装置は、無線基地局の受信部に用いられているとの前提に立って、以下に説明していく。また、無線基地局のアンテナ高は、無線移動局のアンテナ高に比較して十分高いものとする。この場合、セル内の各無線移動局からの受信信号は様々な到来方向から受信される。自チャネルすなわち、ある特定のチャネルの受信信号に対して、他ユーザの受信信号は干渉信号となる。DS-SS 方式では、逆拡散の過程でユーザ間の拡散符号の相関は小さいために、他ユーザの逆拡散後の信号電力は平均的に拡散率分の 1 に低減される。しかし、他の通信ユーザ数が増加するとこの干渉電力が増加するので、受信品質が劣化することになる。

無線基地局アンテナに入力するセル内の各無線移動局からの入射波はランダムな方向をとる。したがって、複数のアンテナの合成利得を、希望チャネルに対しては最大利得となるようにし、他方、干渉信号に対しては当該干渉局の受信方向がヌル点になるようにすることにより、希望

波信号電力対干渉信号電力比（SIR）を増加させることができる。M本（図2では、3本のアンテナ201A～201Cのみを描いてある。）のアンテナからの受信信号は、アンテナ間隔と入射角、搬送波周波数で決まる遅延を有している。ただし、アンテナ間隔が狭い場合には、フェージング伝搬路に起因する振幅変動および位相変動は同一として扱うことができる。

各アンテナ201A～201Cを介して得られた入力RF信号は、RF無線部202でそれぞれ増幅・周波数変換され、ベースバンド信号に変換される。次に、各々のベースバンド信号は、自チャネル（特定チャネル）の拡散符号レプリカを用いてマッチトフィルタ203A～203Cでそれぞれ逆拡散される。これらの逆拡散信号は、 $r_A$ 、 $r_B$ 、 $r_C$ と出力され、各ブランチに応じた複素重み係数を乗算器204A～204Cにおいて乗算される。ただし、各々の複素重み係数は、各乗算器204A～204Cで乗算されるに先立って、共役複素処理（\*マークで表わす）がなされる。重み係数を乗算されたM個（ $M=3$ ）の信号は加算部205で加算される。

加算された信号は、「絶対同期検波」を行うために、位相変動推定部206において受信位相が推定される。すなわち、伝送フレーム内に周期的に挿入された既知パターンのパイロットシンボルPS（図3に、フレーム構成を例示してある。）を用いることによりフェージング受信波の受信位相を推定し、その間の情報シンボルISについては、例えば、その両側にあるパイロットシンボルPSでの受信位相に基づいて内挿補間処理をすることにより、フェージング受信位相変動を求めて補償する（図2の207）。

図4は、パイロットシンボルを用いた情報データ位相誤差の補償方

法の一例を示した説明図である。図 4 において、横軸 I は同相成分、縦軸 Q は直交成分である。

このようにしてフェージング位相の変動を補償した信号を、次に識別判定部 208 で識別判定し、送信されて来たデータを再生する。例えば、2 相 P S K (B P S K) された信号については、+1 または -1 を判定する。一般に、干渉信号電力が大きいために S I R が小さい場合には、この位相変動補償後の信号ベクトルと識別判定後の信号ベクトルとの位相誤差が増大する。そこで、この位相誤差を表わす誤差ベクトル  $e_k$  を誤差ベクトル生成部 (減算器) 210 から出力させる。そして、この誤差ベクトル  $e_k$  が最小となるように、以下に詳述する手順に従って、重み係数を制御する。

この識別判定後の識別判定信号と位相変動推定部 206 から出力された推定位相変動分とを推定位相変動乗算部 211 で乗算し、その結果と位相変動補償前の信号との加減をとることにより誤差ベクトル  $e_k$  を生成する。この誤差ベクトル  $e_k$  を用いて重み係数制御部 212 により重み係数を制御する。重み係数制御部 212 では、シンボル毎の重み係数を上記の乗算出力信号を用いて更新する。更新アルゴリズムとしては、L M S (Least Mean Square) アルゴリズム、あるいは R L S (Recursive Least Squares) アルゴリズムを用いることができる。L M S アルゴリズムを用いた場合には、重み係数更新は次式のように行われる。

$$w_k(m+1) = w_k(m) + \mu \cdot r(m) \cdot e_k^*(m) \quad (1)$$

ここで、 $w_k(m)$  は時系列  $m$  における  $k$  ユーザの重み係数ベクトル、 $r(m)$  は逆拡散信号ベクトル (マッチトフィルタの出力)、 $e_k(m)$



はユーザ  $k$  の誤差ベクトル、 $\mu$  は平均化時間を決定するための固定定数である。

なお、本発明を適用したダイバーシチ受信装置は、逆拡散後のシンボルに対して重み係数制御を行っているので、拡散符号の種類に拘りなく、どのような拡散符号でも使用可能である。

### (実施の形態 2)

図 5 は、マルチパス信号に対するレイク(RAKE)合成機能を備えた一実施の形態の構成図である。図 5 は、アンテナ 501A ~ 501C、RF 無線部 502、A/D 変換部 503、遅延回路 518A ~ 518C、1 パス目 ~ L パス目の信号に対するベースバンド処理回路 504-1 ~ 504-L、マッチトフィルタ 505A ~ 505C、重み係数乗算部 506A ~ 506C、加算部 507、レベル補正部 508、位相変動推定部 509、位相変動補償部 510、レイク合成部 511、識別判定部 512、再生データ出力端子 513、誤差ベクトル生成部 515、推定位相変動乗算部 516、重み係数制御部 517 より構成される。

受信アンテナの高さが周囲の建物の影響を受ける場合には、各無線移動局からの受信波はマルチパスを介して受信される。そこで、本実施の形態ではマルチパス信号に対処するため、各ユーザについてレイク合成すべきマルチパス数の分だけ、マッチトフィルタ 505A ~ 505C、重み係数乗算部 506A ~ 506C、加算部 507、位相変動推定部 509、位相変動補償部 510、誤差ベクトル生成部 515、推定位相変動乗算部 516、重み係数制御部 517 が必要になる。なお、各マッチトフィルタで逆拡散し、各ブランチの信号に対して複素重み係数を乗算した後に加算し、さらに、加算後の合成信号に対して、フレーム内のパ

イロットシンボル（図3参照）を用いて位相変動推定を行い、各情報シンボル位置に対応した位相変動補償を行う処理までは、図2に示した実施の形態（1パスの場合）と同様である。ただし、マルチパス信号をレイク合成する場合には、各パスの伝搬遅延時間に対応した受信拡散符号位相で逆拡散を行う必要がある。

各パスにおける位相変動補償後の信号は、各パスの複素包絡線を用いて電力重みになるよう、レイク合成部511で最大比合成される。この各ユーザ毎のレイク合成信号を識別判定部512に入力して識別判定し、送信データを再生する。

重み係数制御部517への、誤差ベクトル生成部515の出力である誤差ベクトル $e_k$ は、識別判定部512の出力である識別判定データと各パスの位相変動推定部509から出力された推定位相変動分とを位相変動乗算部516で乗算し、その結果の信号と位相変動補償前の信号との差をとることにより、得られる。

### （実施の形態3）

図6は、本発明を適用したダイバーシチ受信装置を無線基地局受信用装置として用いた場合の全体の受信部構成を示す。本実施の形態では、ベースバンドデジタル信号処理により各ブランチの重み制御を行う構成としてあるので、図6に示すように各ブランチのRF無線部（IF回路を含む）602A～602CおよびA/D変換部603A～603Cは共通に用いることができる。すなわち、各ブランチのA/D変換出力を、各ユーザの重み制御・合成・復調を行うベースバンド受信部604-1～604-Pに入力する。このベースバンド受信部604-1～604-Pの各々は、図5に示した実施の形態2に相当する。

このように、ベースバンドデジタル信号処理によりダイバーシチ受信を実現することができるため、廉価にて装置の小型化が図られる。

次に、無線基地局装置のエリア内に無線移動局装置があつて、無線移動局装置から送信される直接拡散された信号に対して、無線基地局装置側で拡散符号同期を確立し重み係数の適応制御を開始する手順を説明する。

#### (実施の形態 4)

図 2 に本実施の形態における無線基地局装置におけるダイバーシチ受信装置の構成の一例を示す。無線基地局装置におけるダイバーシチ受信装置は受信用のアンテナを複数備えており、それらのアンテナごとに用意されたマッチトフィルタによって拡散符号同期を確立して無線移動局装置からの信号を逆拡散する。アンテナごとに逆拡散された信号の各々に適当な重み係数を乗じて、それらを加算部において合成することによりダイバーシチ受信を行うことができる。

本実施の形態は、絶対同期検波が適用可能なコヒーレント適応ダイバーシチ構成を用いる。詳しくは、本実施の形態は、既知のパイロットシンボルを用いてその受信位相から各情報信号の受信位相誤差を、例えば内挿補間してフェージングによる位相変動の推定をする位相変動推定部と、補償を行う位相変動補償部とから構成される。各ブランチの重み係数は、重み係数制御部によって決定される。MMSE 型の判定帰還制御は、識別判定部 208 から出力された識別判定信号と位相変動推定部 206 から出力された推定位相変動分とを位相変動乗算部 211 で乗算し、その結果の信号と位相変動補償前の信号との差である誤差ベクトルを最小にするようになされる。最終的に、受信信号の SIR は、それ

が最大になる値に収束する。

図 7 と図 8 とに、本実施の形態における無線基地局装置 7 0 1 が、無線移動局装置 7 0 2 からの信号に対して拡散符号同期の確立および重み係数の初期値の設定を行い、適応ダイバーシチ受信をするための手順を示す。

図 7 において示されるように、無線移動局装置 7 0 2 からの信号は無線基地局装置 7 0 1 を中心に 3 6 0 度方向から到来しうる。したがって、その信号に対して拡散符号の同期を確立するために、無線基地局装置 7 0 1 のアンテナは無指向性の状態で受信して拡散符号同期を確立する。その後、その逆拡散された信号に対して重み係数の適応制御を行う。

しかし、拡散符号の同期確立時点では到来波の方向がわからないので、そのときの重み係数の初期値は、ダイバーシチ受信装置側からみてある一定の方向に設定した値から開始する (7 0 3)。重み係数の値は、受信 S I R が最大となるような値に収束する (7 0 4)。

または、図 8 において示されるように、重み係数の初期値は、無指向の状態から開始する (8 0 3)。重み係数の値は、受信 S I R が最大となるような値に収束する (8 0 4)。

#### (実施の形態 5)

図 9 に、本実施の形態における無線基地局装置におけるダイバーシチ受信装置の構成の一例を示す。

無線基地局装置におけるダイバーシチ受信装置の構成は、実施の形態 4 と図 2 とで説明したものと同様の構成に加えて、位相変動補償前の受信信号を受信 S I R 測定部 9 1 4 に送り、この S I R 測定値に基づきアンテナ指向性制御部 9 1 3 によりアンテナの指向性をアンテナ指向性

生成部 915A、915B、915Cを介して制御することができる構成を有する。

図10に、本実施の形態における無線基地局装置1001が、無線移動局装置1002からの信号に対して拡散符号同期の確立および重み係数の初期値の設定を行い、適応ダイバーシチ受信をするための手順を示す。

無線基地局装置1001のアンテナは所定角度の指向性を持たせた状態にし、無線基地局装置1001側はそのアンテナの指向を所定周期で回転させて、無線移動局装置1002からの信号を受信し、拡散符号同期を確立する。拡散符号同期の確立は、アンテナの指向性に向けた方向ごとに行う。その方向ごとに信号レベル(SIR)を測定して、最も受信SIRの高い方向にアンテナの指向性に向ける。

次に、逆拡散した信号の重み係数の適応制御を行う場合には、到来波がアンテナ指向性に向けた方向の近くにあることが既にわかっているので、重み係数の初期値は、アンテナ指向性の方向に対応した値から適応制御を開始させればよいことになる(1003)。重み係数は、受信SIRが最大となような値に収束する(1004)。

以上説明した通り、本発明では、判定帰還によって誤差ベクトルを最小にすることにより、各シンボル毎にSIRが最大になるよう各ダイバーシチブランチの重み係数を制御することができる。その結果として、他の加入者による干渉電力の影響を低減して、セル内の加入者容量を増大することができる。

さらに本発明によれば、各無線移動局装置からの信号に対して適応ダイバーシチ受信を行うために必要な拡散符号同期、および重み係数の適応制御を到来波の方向に関わらず開始することができる。そのため、

拡散符号同期の確立は、より高速に行うことができる。

また、アンテナの方向が到来波方向に向いているときにはS I Rが向上するので、干渉雑音の多い環境下でも拡散符号同期を確立することができる。拡散符号同期確立後の重み係数の制御は、到来波方向がある程度わかっているので、その初期値を到来波方向に近く設定することができる。したがって、重み係数が収束するまでの時間を高速にすることができる。

## 請求の範囲

1. 直接拡散CDMA方式に従って送信されたデータ信号を受信するに際して、複数のフェージング受信波を各ブランチ毎に逆拡散する相関器と、該相関器からそれぞれ出力される逆拡散信号に重み係数を乗ずる複数の乗算器とを用いるダイバーシチ受信装置において、

前記データ信号を再生するための識別手段と、

前記識別手段の入力信号および出力信号に基づいて得られる識別誤差情報を前記重み係数を制御するための帰還情報として用いる重み係数演算手段と

を備えたことを特徴とするダイバーシチ受信装置。

2. 直接拡散CDMA方式に従って送信されたデータ信号をダイバーシチ受信するためのダイバーシチ受信装置において、

複数のフェージング受信波を各ブランチ毎に逆拡散する相関器と、

前記相関器からそれぞれ出力される逆拡散信号に重み係数を乗ずる複数の乗算器と、

前記複数の乗算器から出力される重み付け済み信号を加算する加算器と、

前記加算器から出力される信号に対して、フェージング受信波の位相変動分を補償する位相補償手段と、

前記位相補償手段から出力された位相補償済み信号に基づいて、伝送されて来た前記データ信号を再生する識別判定手段と、

再生された前記データ信号と前記位相補償済み信号との差に対応した誤差ベクトル成分を算出する減算手段と、

前記フェージング受信波の位相変動分と前記誤差ベクトル成分とに応答して、前記重み係数を生成する重み係数生成手段と  
を備えたことを特徴とするダイバーシチ受信装置。

3. 請求項1または2いずれかに記載のダイバーシチ受信装置において、

前記相関器は各ブランチ毎に設けられているRF信号処理部の後段に配置されており、シンボル情報レートにて拡散信号系列レプリカによる相関検出を行うことを特徴とするダイバーシチ受信装置。

4. L個のマルチパスにそれぞれ対応して、請求項2に記載の前記相関器、前記乗算器、前記加算器、前記位相補償手段および前記重み係数生成手段をL組分備え、

さらに加えて、

各パスに対応した前記位相補償手段からそれぞれ出力される位相補償済み信号を合成するレイク合成手段と、

前記レイク合成手段の出力を識別判定して、伝送されて来たデータ信号を再生する識別手段と、

前記識別手段の入力信号および出力信号に基づいて、あるいは、前記レイク合成手段における各パス毎の入力信号と前記識別手段の出力信号とに基づいて、誤差ベクトル成分を算出する誤差ベクトル演算手段と、

前記誤差ベクトル成分と各パス毎の受信位相成分とに基づいて、前記重み係数を演算するための帰還判定情報を各パス毎の前記重み係数生成手段に供給する帰還信号演算手段と

を備えたことを特徴とするダイバーシチ受信装置。



5. 請求項4記載のダイバーシチ受信装置において、前記ダイバーシチ受信装置をM組のアンテナおよび各組のRF回路部の後段に共通的に接続したことを特徴とするダイバーシチ受信装置。

6. 情報レートより高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に帯域を拡散して多元接続伝送を行う直接拡散CDMA方式を用いて、無線移動局装置と移動体通信を行うダイバーシチ受信装置において、

前記無線移動局装置からの直接拡散された信号をアンテナ指向性を持たせた状態で受信する複数の受信アンテナと、

前記複数の受信アンテナの各々のアンテナに対する入力信号の逆拡散である拡散符号同期確立を行う拡散符号同期確立手段と、

前記拡散符号同期確立手段による逆拡散後の各々の信号に対して各々重み係数を乗じる重み係数乗算手段と、

前記重み係数乗算手段による乗算後の各々の信号を合成する信号合成手段と、

受信SIRが最大になる前記重み係数の値に前記重み係数を制御する適応ダイバーシチ受信制御手段と

を備えたことを特徴とするダイバーシチ受信装置。

7. 請求項6記載のダイバーシチ受信装置において、

前記適応ダイバーシチ受信制御手段で得られた受信SIRが最大になる前記重み係数の値を基に、前記ダイバーシチ受信装置から前記無線移動局装置への送信を行う際の下り送信重み係数を生成する手段と、

前記無線移動局装置から前記ダイバーシチ受信装置に送信された上り制御信号を用いて該下り送信重み係数を補正する手段をさらに備えた

ことを特徴とするダイバーシチ受信装置。

8. 情報レートより高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に帯域を拡散して多元接続伝送を行う直接拡散CDMA方式を用いて、無線移動局装置がダイバーシチ受信装置と移動体通信を行うダイバーシチ受信装置制御方法において、

前記無線移動局装置からの直接拡散された信号をアンテナ指向性を持たせた状態で複数の受信アンテナにより受信するステップと、

前記複数の受信アンテナの各々のアンテナに対する入力信号の逆拡散である拡散符号同期確立を行うステップと、

前記拡散符号同期確立を行うステップによる逆拡散後の各々の信号に対して各々重み係数を乗じるステップと、

前記重み係数を乗じるステップによる乗算後の各々の信号を合成するステップと、

受信SIRが最大になる前記重み係数の値に前記重み係数を制御して適応ダイバーシチ受信を制御するステップと

を備えたことを特徴とするダイバーシチ受信装置制御方法。

9. 請求項8記載のダイバーシチ受信装置制御方法において、

前記複数の受信アンテナにより受信するステップは、前記無線移動局装置からの直接拡散された信号をアンテナを無指向性にした状態で受信するステップを備え、

前記適応ダイバーシチ受信を制御するステップは、前記重み係数の初期値を無指向の状態に設定するステップを備えたことを特徴とするダイバーシチ受信装置制御方法。

10. 請求項8記載のダイバーシチ受信装置制御方法において、

前記複数の受信アンテナにより受信するステップは、前記無線移動局装置からの直接拡散された信号をアンテナを無指向性にした状態で受信するステップを備え、

前記適応ダイバーシチ受信を制御するステップは、前記重み係数の初期値を前記ダイバーシチ受信装置側から一方向に利得を向けた値に設定するステップを備えたことを特徴とするダイバーシチ受信装置制御方法。

11. 請求項8記載のダイバーシチ受信装置制御方法において、

前記複数の受信アンテナにより受信するステップは、前記無線移動局装置からの直接拡散された信号を、アンテナを前記ダイバーシチ受信装置側から一方向に所定角度の指向性を持たせた状態で受信し、前拡散符号同期確立後に該アンテナの指向性を所定周期で回転させながら受信SIRを1回以上測定して最も受信SIRの高い最大受信SIR方向にアンテナ指向性を持たせるステップを備え、

前記適応ダイバーシチ受信を制御するステップは、前記重み係数の初期値を前記最大受信SIR方向に利得を向けた値に設定するステップを備えたことを特徴とするダイバーシチ受信装置制御方法。

12. 請求項8記載のダイバーシチ受信装置制御方法において、

前記適応ダイバーシチ受信を制御するステップで得られた受信SIRが最大になる前記重み係数の値を基に、前記ダイバーシチ受信装置から前記無線移動局装置への送信を行う際の下り送信重み係数を生成するステップと、

前記無線移動局装置から前記ダイバーシチ受信装置に送信された上り制御信号を用いて該下り送信重み係数を補正するステップをさらに備えたことを特徴とするダイバーシチ受信装置制御方法。

1/10

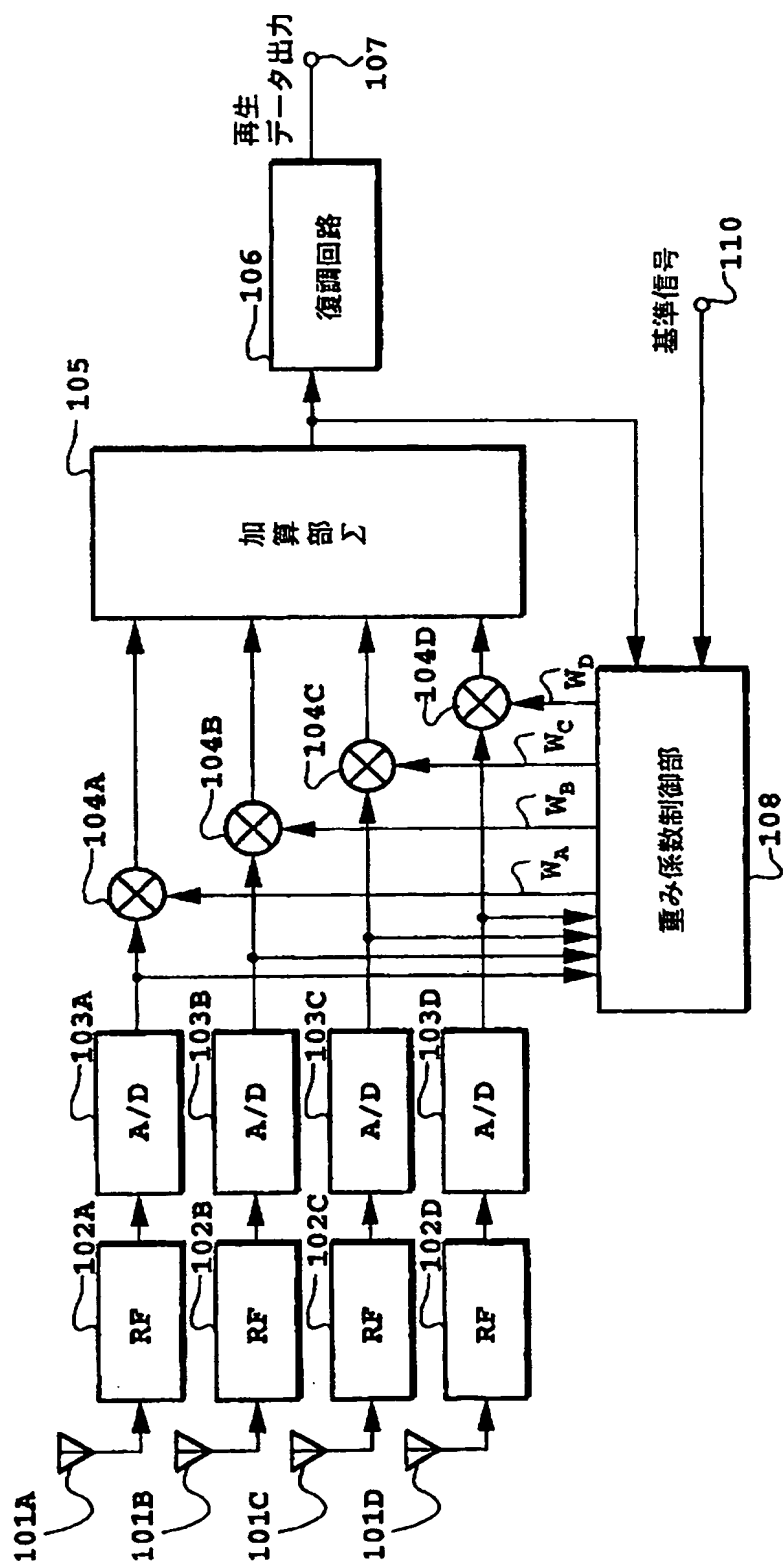
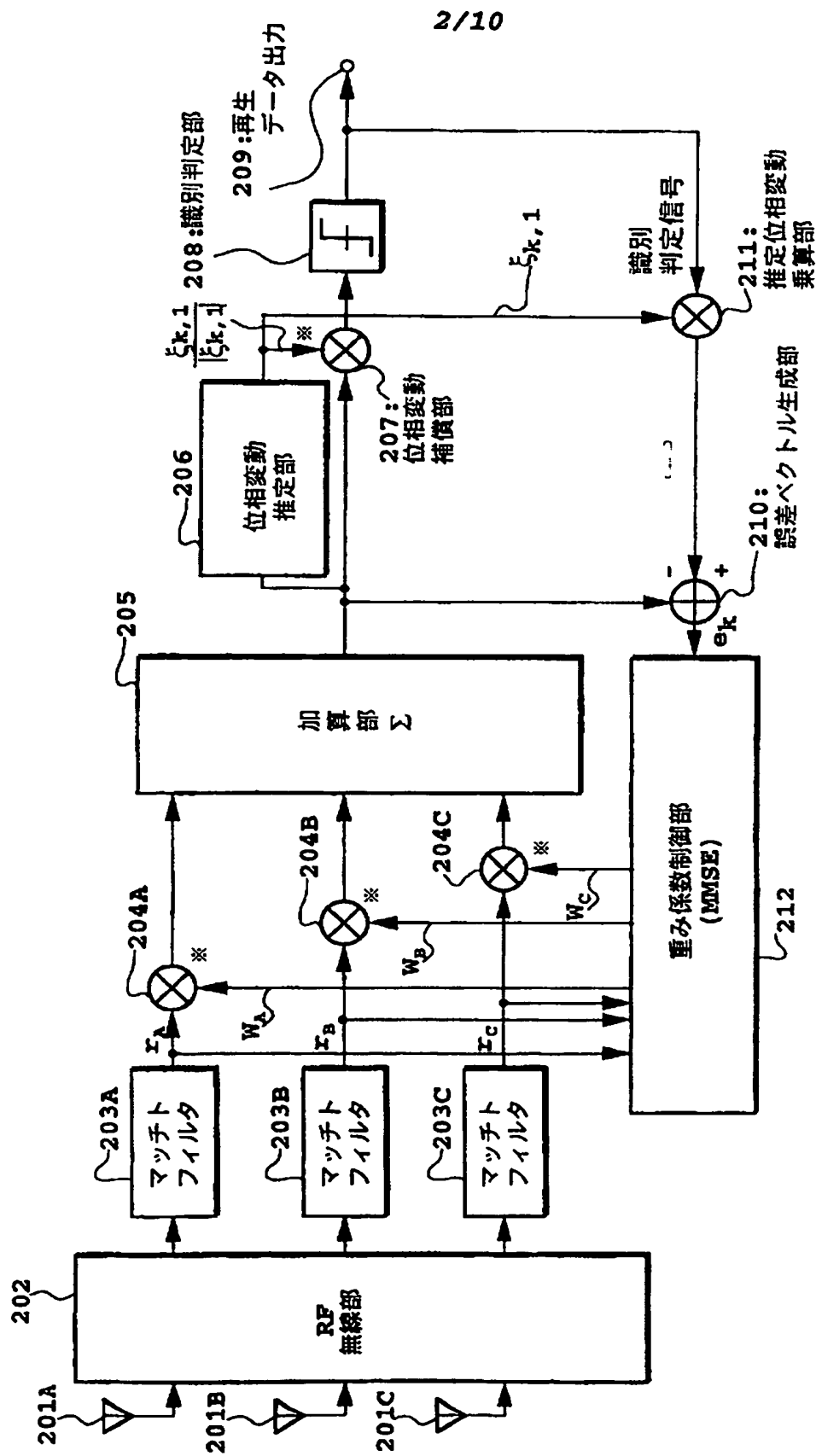


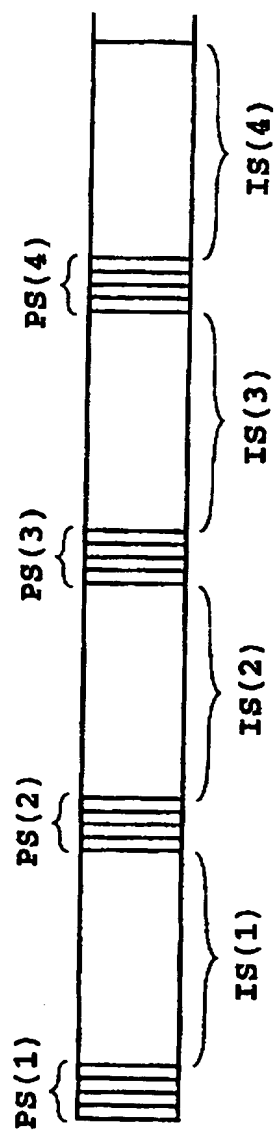
FIG. 1



※：共役複素処理  
ε：推定複素包絡線ベクトル

**FIG. 2**

3/10



PS:パイロットシンボル  
IS:情報シンボル

FIG.3

4/10

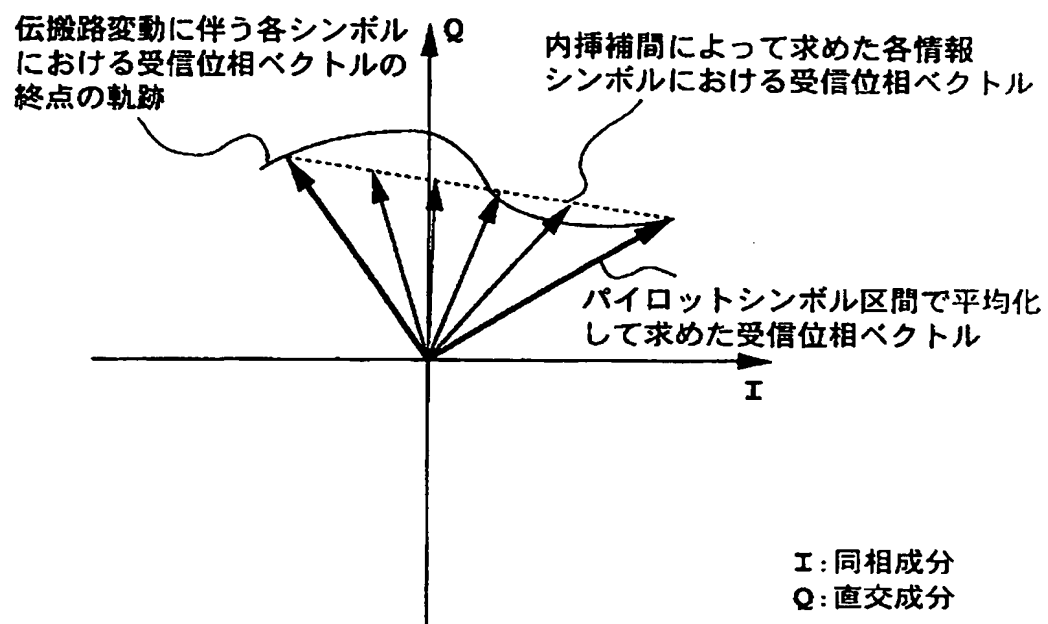
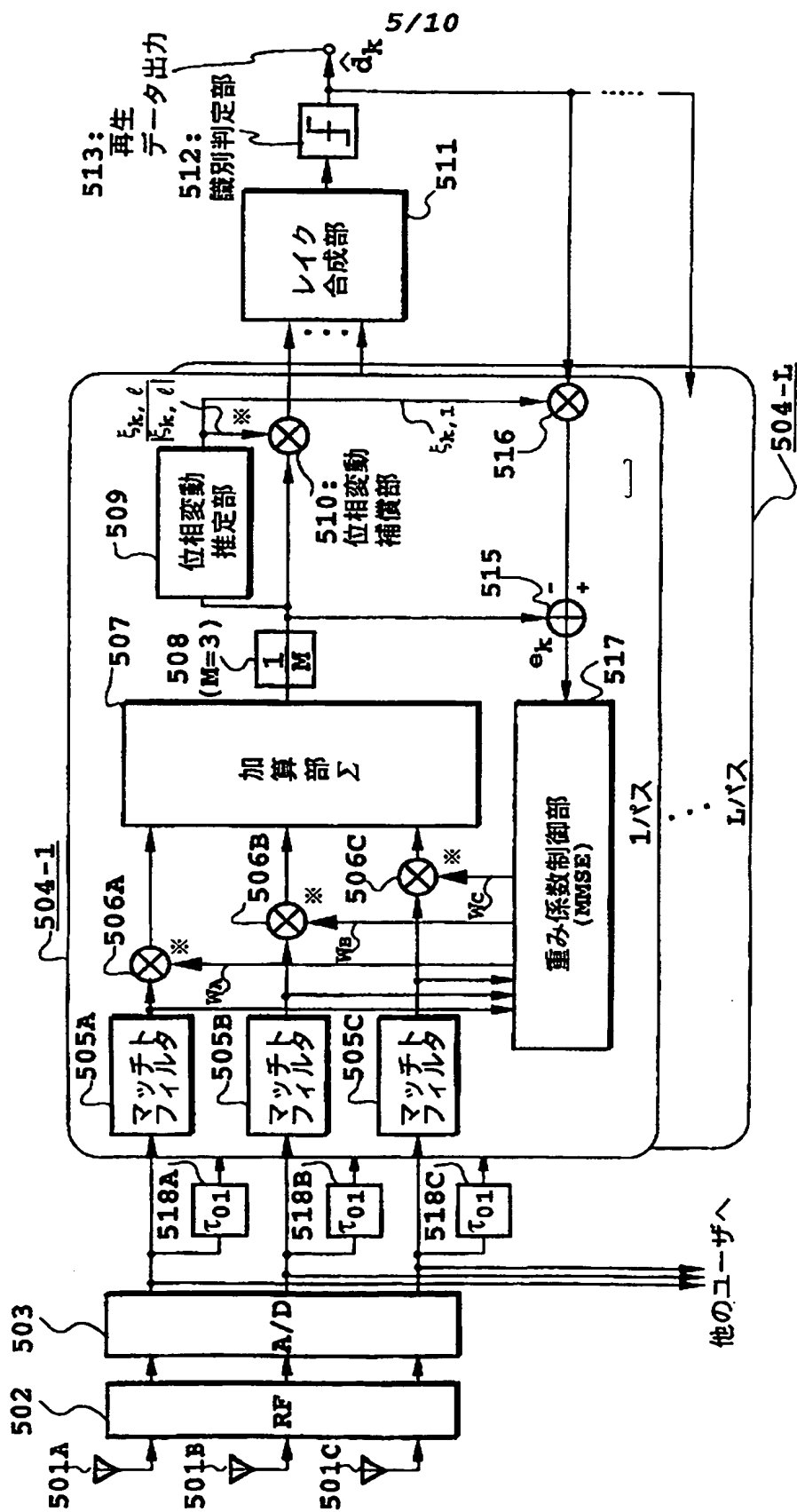


FIG.4





**FIG. 5**

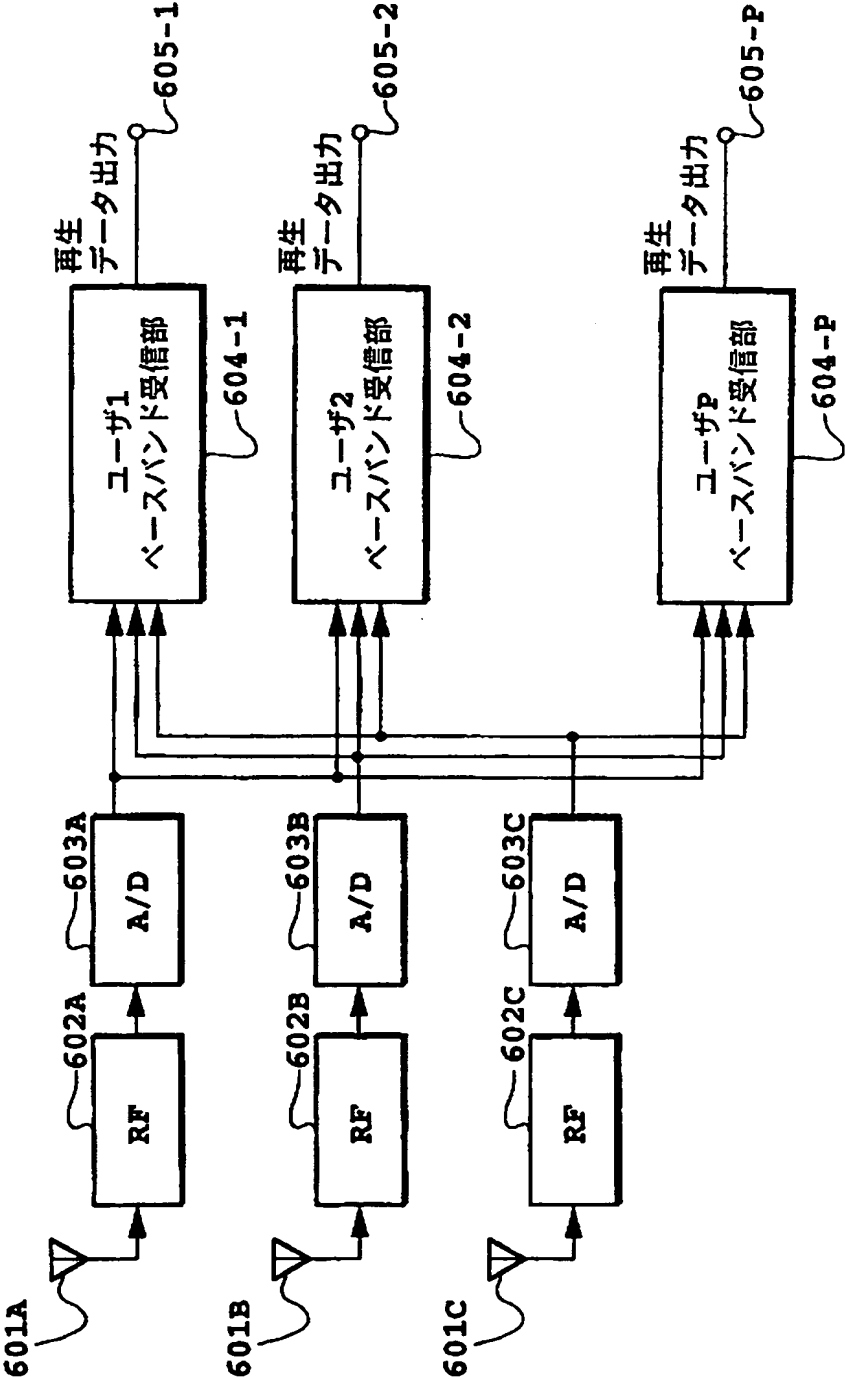


FIG.6

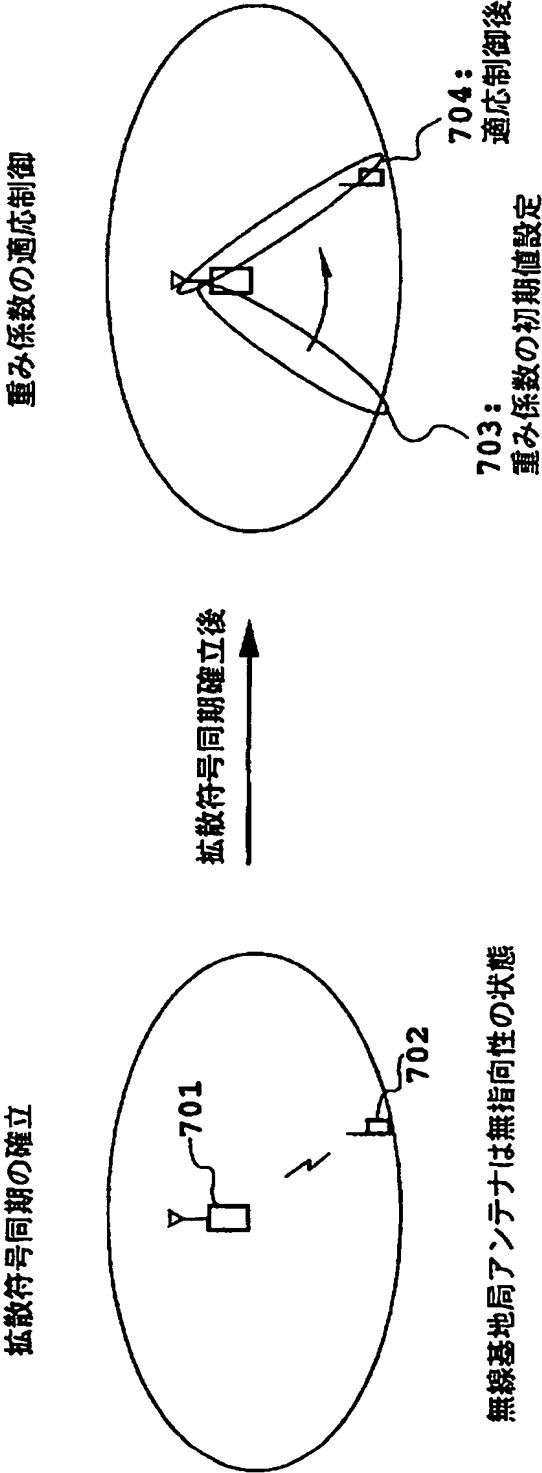


FIG.7

8/10

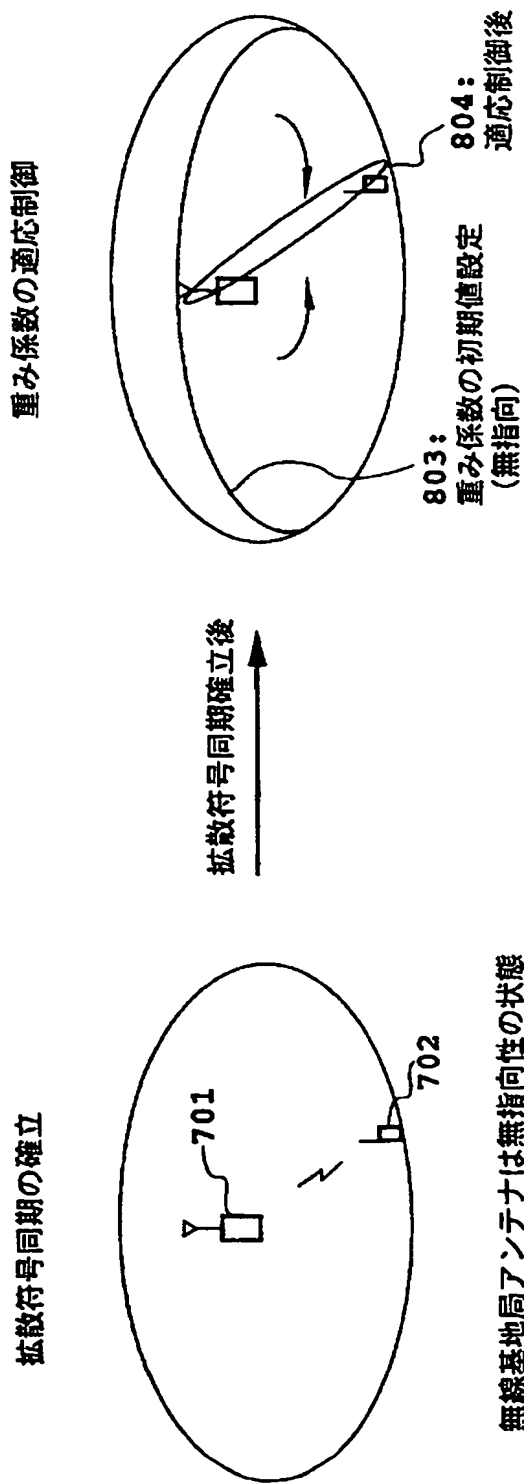
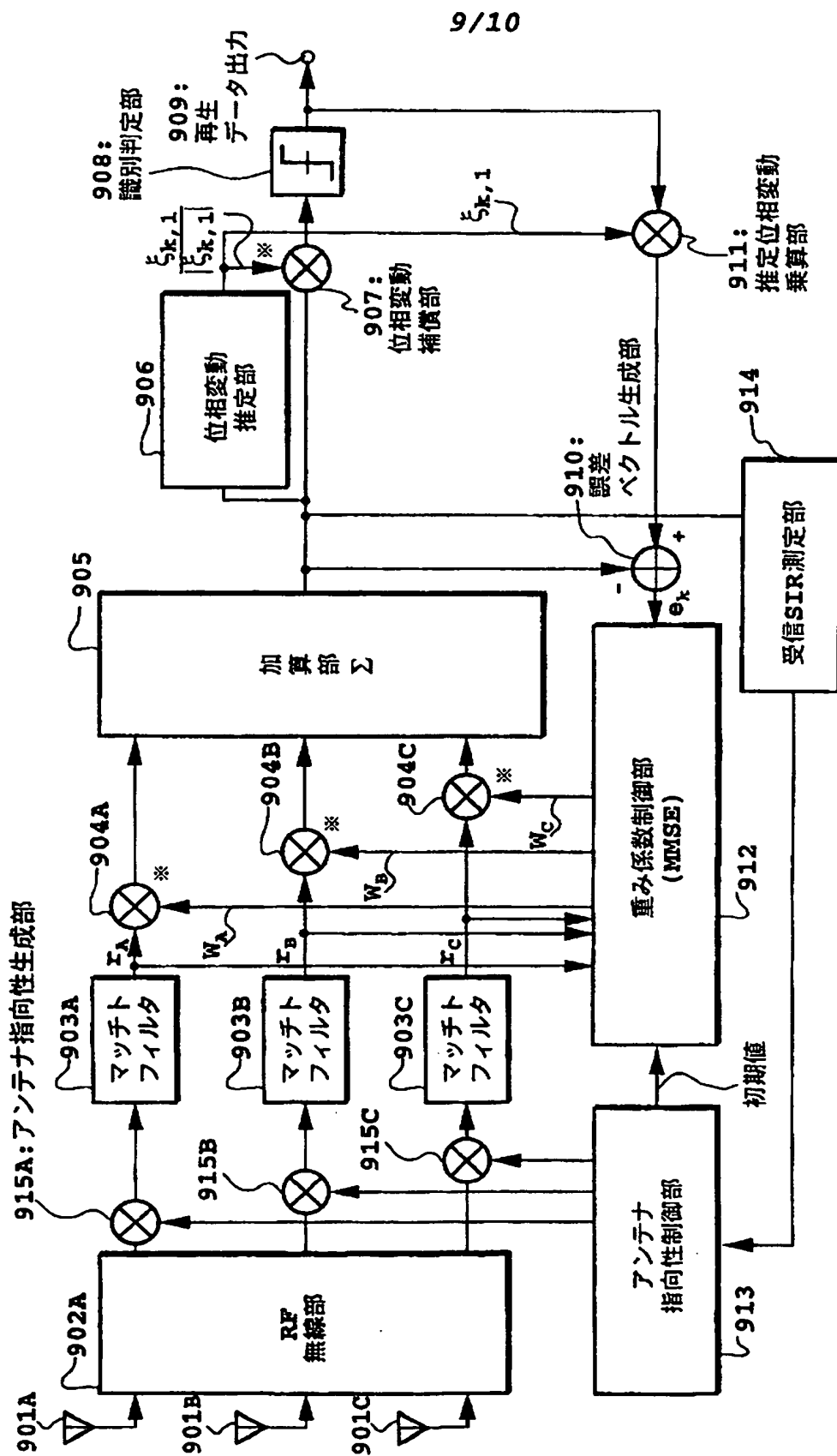


FIG.8



$\xi$ : 推定複素包絡線ベクトル  
 $*$ : 共役複素処理

FIG. 9

10/10

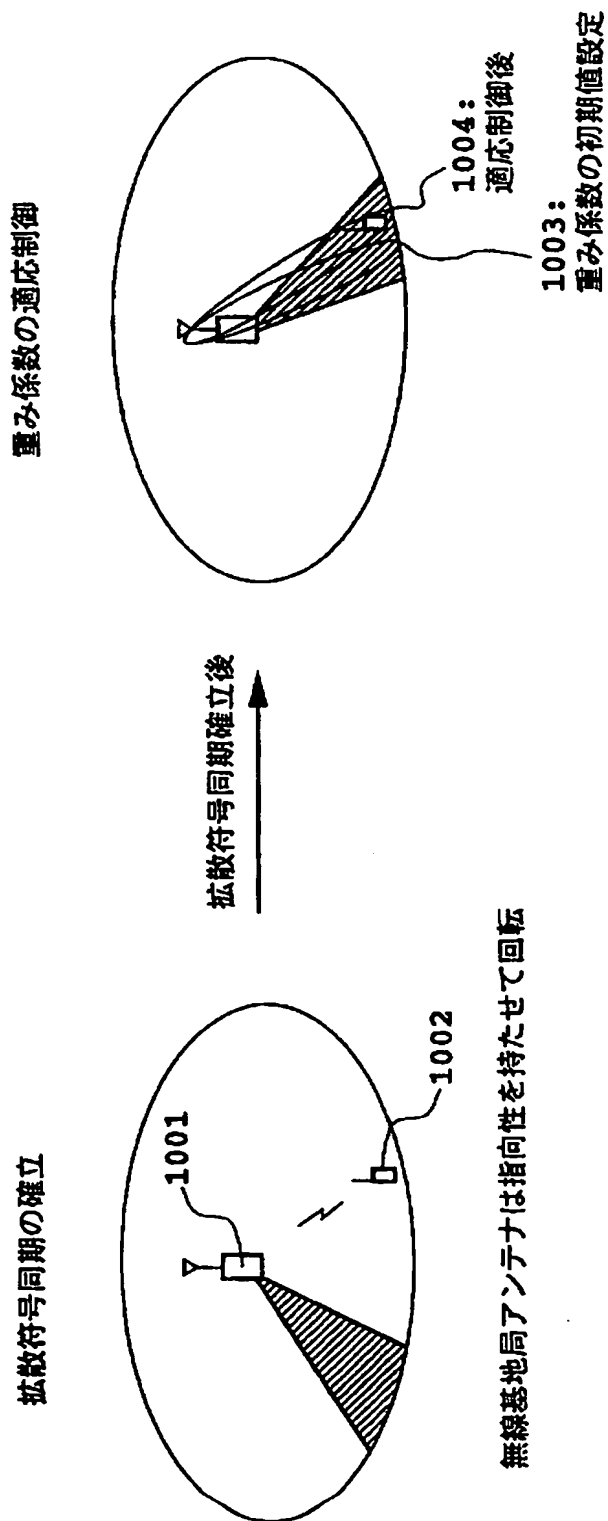


FIG.10

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP96/03485

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int. Cl<sup>6</sup> H04B7/08, 7/26, 1/707, H04J13/04

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int. Cl<sup>6</sup> H04B7/08, 7/26, 1/707, H04J13/04

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1926 - 1996
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971 - 1996
Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994 - 1996

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP, 6-141021, A (NTT Mobile Communications Network Inc.), May 20, 1994 (20. 05. 94) (Family: none) Page 4, column 5, line 22 to column 6, line 4	1 - 5
Y	JP, 6-53870 (NEC Corp.), February 25, 1994 (25. 02. 94), Page 2, column 1, line 30 to column 2, line 30 & EP, 582233, A & US, 5425059, A	1 - 5
X Y A	JP, 7-154129, A (Nippon Motorola Ltd.), June 16, 1995 (16. 06. 95) (Family: none)	6, 8 2, 7, 12 9 - 11
Y	JP, 6-252889, A (American Telephone and Telegraph Co.), September 9, 1994 (09. 09. 94) & EP, 610023, A & US, 5353302, A	3
Y	JP, 6-77928, A (Fujitsu Ltd.), March 18, 1994 (18. 03. 94) (Family: none)	4, 5

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

\* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

February 25, 1997 (25. 02. 97)

Date of mailing of the international search report

March 11, 1997 (11. 03. 97)

Name and mailing address of the ISA/

Japanese Patent Office

Facsimile No.

Authorized officer

Telephone No.

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP96/03485

## C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP, 7-231278, A (Fujitsu Ltd.), August 29, 1995 (29. 08. 95) (Family: none)	4, 5
Y	JP, 5-273325, A (Fujitsu Ltd.), October 22, 1993 (22. 10. 93) (Family: none) Page 3, column 3, lines 1 to 11	7, 12
A	JP, 61-72421, A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), April 14, 1986 (14. 04. 86) (Family: none)	9 - 11



## 国際調査報告

国際出願番号 PCT/J P 96/03485

## A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int Cl<sup>8</sup> H04B 7/08, 7/26, 1/707, H04J 13/04

## B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int Cl<sup>8</sup> H04B 7/08, 7/26, 1/707, H04J 13/04

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国登録実用新案公報 1994-1996年  
 日本国公開実用新案公報 1971-1996年  
 日本国実用新案公報 1926-1996年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

## C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	J P, 6-141021, A (エヌ・ティ・ティ・移動通信網株式会社), 20. 5月. 1994 (20. 05. 94) (ファミリーなし) 第4頁第5欄第22行-第6欄第4行	1-5
Y	J P, 6-53870 (日本電気株式会社), 25. 2月. 1994 (25. 02. 94), 第2頁第1欄第30行-第2欄30行 & E P, 582233, A & U S, 5425059, A	1-5
X Y A	J P, 7-154129, A (日本モトローラ株式会社), 16. 6月. 1995 (16. 06. 95) (ファミリーなし)	6, 8 2, 7, 12 9-11

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

## \* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」先行文献ではあるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&amp;」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

25. 02. 97

国際調査報告の発送日

11.03.97

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)

郵便番号100

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

重田 尚郎

5 J

9298

電話番号 03-3581-1101 内線 3538

## C (続き) . 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	J P, 6-252889, A (アメリカン テレフォン アンド テレグラフ カム パニー), 09. 9. 1994 (09. 09. 94) & EP, 610023, A & US, 5353302, A	3
Y	J P, 6-77928, A (富士通株式会社), 18. 3月. 1994 (18. 03 . 94) (ファミリーなし)	4、5
Y	J P, 7-231278, A (富士通株式会社), 29. 8月. 1995 (29. 0 8. 95) (ファミリーなし)	4、5
Y	J P, 5-273325, A (富士通株式会社), 22. 10月. 1993 (22. 10. 93) (ファミリーなし), 第3頁第3欄第1行-第11行	7、12
A	J P, 61-72421, A (松下電器産業株式会社), 14. 4月. 1986 (1 4. 04. 96) (ファミリーなし)	9-11